



(19)

(11) Publication number: 08065006 A

Generated Document.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(21) Application number: 06218057

(22) Application date: 21.08.94

(51) Int'l. CI.: H01P 1/20 H01P 1/205

(30) Priority:

(43) Date of application publication: 08.03.96

(84) Designated contracting states:

(71) Applicant: NIPPON DENGYO KOSAKU KK

(72) Inventor: HATANAKA HIROSHI

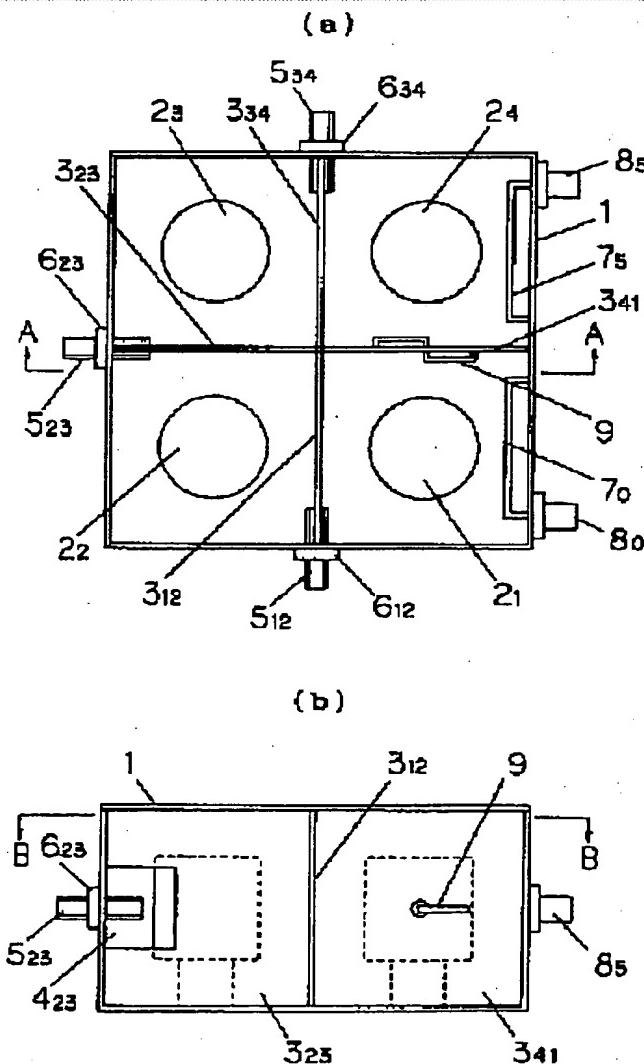
(74) Representative:

(54) BAND PASS FILTER COMPOSED OF DIELECTRIC RESONATOR

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide a band pass filter capable of standardizing parts and facilitating manufacture adjustment.

CONSTITUTION: Plural TE01δ mode dielectric resonator elements 21-24 are provided inside a common external conductor 1 so as to be cascade connected and partitions 312, 323, 334, and 341 composed of conductor plates are provided between the adjacent TE01δ mode dielectric resonator elements. The wall surfaces of the partitions 312, 323, 334 and 341 are vertical to a direction for connecting the adjacent TE01δ mode dielectric resonator elements and an inter-stage coupling hole 423 is pierced in a range reaching from an edge part in contact with the side wall of the common external conductor to a center direction. An inter-stage coupling coefficient adjustment element 523 attached to the side wall of the common external conductor corresponding to the pierced part of the inter-stage coupling hole 423 and composed of a metallic screw capable of changing the length of a part to be inserted to the inter-stage coupling hole 423 is provided. The axial center of the inter-stage coupling coefficient adjustment element 523 is approximately parallel to a coupling electric field in the inter-stage coupling hole 423 and approximately vertical to a coupling magnetic field.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-65006

(43)公開日 平成8年(1996)3月8日

(51)Int.Cl.⁶

H 01 P 1/20
1/205

識別記号

A
K

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

(21)出願番号

特願平6-218057

(22)出願日

平成6年(1994)8月21日

審査請求 有 請求項の数2 FD (全10頁)

(71)出願人 000232287

日本電業工作株式会社
東京都千代田区神田岩本町1番地 岩本町
ビル

(72)発明者 畠中 博

埼玉県富士見市諏訪2-2-41

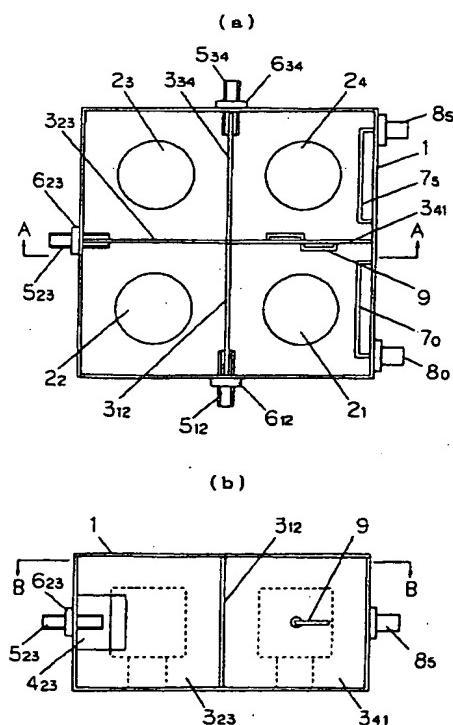
(74)代理人 弁理士 清沢 宗司

(54)【発明の名称】誘電体共振器より成る帯域通過ろ波器

(57)【要約】

【目的】部品の標準化が可能で、製作調整の容易な帯域通過ろ波器を実現する。

【構成】共通の外部導体の内部に複数個のTE01δモード誘電体共振素子を縦続接続されるように設けてある。隣り合うTE01δモード誘電体共振素子の間に導体板より成る隔壁を設けてある。この隔壁の壁面は、隣り合うTE01δモード誘電体共振素子を連ねる方向と直角である。隔壁の周縁のうち、共通の外部導体の側壁に接する縁部から中心方向に到る範囲に段間結合孔を穿ってある。段間結合孔の穿設箇所に対応する共通の外部導体の側壁に取り付けられ、段間結合孔内に挿入される部分の長さをえることのできる金属螺子より成る段間結合係数調整素子を設けてある。段間結合係数調整素子の軸芯は、段間結合孔における結合電界にはほぼ平行で、結合磁界にはほぼ直角である。



【特許請求の範囲】

【請求項1】共通の外部導体内において縦続接続される複数個のTE01δモード誘電体共振素子と、

前記複数個のTE01δモード誘電体共振素子のうち、隣り合うTE01δモード誘電体共振素子相互の間において、隣り合うTE01δモード誘電体共振素子を連ねる方向に直角に設けられ、導体板より成る隔壁と、

前記隔壁の周縁のうち、前記共通の外部導体の側壁に接する縁部から中心方向に到る箇所に穿たれた段間結合孔と、

軸芯が、前記段間結合孔の穿設箇所における結合電界にほぼ平行で、結合磁界にほぼ直角となると共に、内端が、前記段間結合孔内において前進後退させられるように設けられた段間結合係数調整素子とを備えたことを特徴とする誘電体共振器より成る帯域通過ろ波器。

【請求項2】段間結合係数調整素子が、共通の外部導体の側壁に螺合された金属螺子より成る請求項1に記載の誘電体共振器より成る帯域通過ろ波器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、無線通信装置又は放送装置等において、高周波信号に含まれる雑音の除去等に用いられる帯域通過ろ波器として好適な帯域通過ろ波器或は高周波信号の合波又は分波に用いられる分波器の構成素子として好適な帯域通過ろ波器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図12(a)は、TE01δモード誘電体共振素子を備えた共振器を縦続接続して成る負荷Qの高い従来の帯域通過ろ波器の要部を示す断面図【図12

(b)のB-B断面図】、図12(b)は、図12

(a)のA-A断面図で、1は共通の外部導体、21及び22はTE01δモード誘電体共振素子、31ないし33は導体板より成る隔壁、242は隔壁32の中心部に穿った輪郭形状が円形の段間結合孔で、他の隔壁にも同様の段間結合孔を穿ってある。図13(a)もまたTE01δモード誘電体共振素子を備えた共振器を縦続接続して成る負荷Qの高い従来の帯域通過ろ波器の要部を示す端面図【図13

(b)のB-B端面図】、図13(b)は、図13

(a)のA-A断面図で、341ないし343は輪郭形状が角形の段間結合孔で、他の符号は図12と同様である。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】図12又は図13に示した従来の帯域通過ろ波器においては、隔壁31ないし33の中心部に穿設した円形の段間結合孔242又は角形の段間結合孔341ないし343の大きさを変えることによって、段間結合係数を変化させて帯域通過ろ波器としての電気的特性を所要の特性に一致させているが、隔壁31ないし33に設けた段間結合孔242又は341ないし343の大きさを、所要の電気的特性に対応する大きさに一致させ

るためには、例えば、各種の大きさの結合孔を穿った隔壁を多数用意し、これらの隔壁の中から適当と思われる隔壁を繰り返し選択装着して、所要の大きさの段間結合孔を穿った隔壁を選び出しているので、段間結合孔の大きさを所要値に一致させるまでに、多くの時間と労力を必要とし、コスト高となるのを免れることができない。

【0004】

【課題を解決するための手段】本発明は、共通の外部導体内において縦続接続される複数個のTE01δモード誘電体共振素子と、前記複数個のTE01δモード誘電体共振素子のうち、隣り合うTE01δモード誘電体共振素子相互の間において、隣り合うTE01δモード誘電体共振素子を連ねる方向に直角に設けられ、導体板より成る隔壁と、前記隔壁の周縁のうち、前記共通の外部導体の側壁に接する縁部から中心方向に到る箇所に穿たれた段間結合孔と、軸芯が、前記段間結合孔の穿設箇所における結合電界にほぼ平行で、結合磁界にほぼ直角となると共に、内端が、前記段間結合孔内において前進後退させられるように設けられた段間結合係数調整素子とを備えたことを特徴とする誘電体共振器より成る帯域通過ろ波器。

20 【0005】

【作用】段間結合係数調整素子の、共通の外部導体内への挿入長を変えることによって、段間結合係数が大幅に変化する。

【0006】

【実施例】図1(a)は、本発明の一実施例を示す断面図【図1(b)のB-B断面図、図1(b)は、図1
30 (a)のA-A断面図で、1は共通の外部導体、21ないし24はTE01δモード誘電体共振素子で、比較的直径の大きい円柱状の固体誘電体より成る共振素子本体と、比較的直径の小さい円柱状の固体誘電体より成る支持部分とを同一材質の固体誘電体によって一体に形成するか、共振素子本体を比較的誘電率の高い固体誘電体で、支持部分を比較的誘電率の低い固体誘電体で、それぞれ別個に形成し、両者を接着剤で一体に接着して形成した共振素子より成る。図には、共振素子21ないし24の各本体の横断面の輪郭形状が円形の場合を例示してあるが、横断面の輪郭形状を角形に形成した共振素子を用いても本発明を実施することができる。312、323、334及び341はそれぞれ導体板より成る隔壁、423は段間結合孔で、隔壁323の周縁のうち、共通の外部導体の側壁に接する縁部から中心方向に到る箇所に設けてある。図には現われてはいないが、隔壁312及び334にも段間結合孔423と同様の段間結合孔を設けてある。512、523及び534はそれぞれ段間結合係数調整素子で、各調整素子と段間結合孔、結合電界及び結合磁界との関係を調整素子523を例にして説明する。調整素子523は、その軸芯が隔壁3
40 23の面に一致し、共通の外部導体1の側壁から段間結

合孔423 内への挿入長（以下、管内挿入長と記載する）を変えることができ、所要の管内挿入長において固定可能な金属素子、例えば共通の外部導体1の側壁に螺合させた金属螺子より成る。図には、調整素子523 を段間結合孔423 の高さ方向のほぼ中心部に取り付けた場合を例示してあるが、段間結合孔423 内において上下にずれた箇所に取り付けてもよい。又、図には、調整素子523 の軸芯が、共通の外部導体1の側壁と直交するように設けた場合を例示してあるが、調整素子523 の軸芯が、隔壁323 に穿った段間結合孔423 の面内において、斜め上向き又は斜め下向きとなるように、即ち、共通の外部導体1の側壁と斜交するように設けてもよく、要は、調整素子523 の軸芯が段間結合孔423 の穿設箇所における結合電界にほぼ平行で、結合磁界にほぼ直角となるように調整素子523 を取り付けることによって本発明を実施することができる。他の調整素子512 及び534 についても、調整素子523 と同様である。70は入力（又は出力）結合素子、75は出力（又は入力）結合素子で、図には結合素子70及び75をループで形成した場合を例示してあるが、プローブ等の容量結合素子で形成してもよい。80は入力（又は出力）端子、85は出力（又は入力）端子で、それぞれ同軸接栓で形成した場合を例示してある。9は副結合素子で、図示のように、素子9をループで形成して共振素子21を含む共振器と共振素子24を含む共振器との間を副結合する代わりに、共振素子との間に容量を形成する電極を介して副結合回路を主回路に結合する従来公知の回路構成を採用してもよい。図1には、共振素子21ないし24より成る各共振器の共振周波数微調整素子を図示するのを省いてあるが、実際には、従来のTE01δモード誘電体共振器において用いられている微調整素子と同様の微調整素子、例えば固体誘電体より成る棒状体を、その長手方向が共振素子21ないし24の各軸方向、即ち、図1（a）において紙面に垂直な方向と平行となるようにして共通の外部導体1の上壁から共振器内へ挿入し、各管内挿入長を微細に変え得ると共に、所要の管内挿入長において固定し得るように形成した微調整素子を設けてある。

【0007】図1には、共通の外部導体1の内部に隔壁312、323、334 及び341 を十文字型に配設して共通の外部導体1の内部を4室に仕切り、各室に取り付けた共振素子21ないし24をコの字型に配設することによって全体を小型に形成し、隔壁341に副結合素子9を取り付けることによって副結合回路を極めて簡潔小型に形成した場合を例示したが、共振素子21ないし24を一列に配設しても本発明を実施することができる。図1には、4個の共振素子21ないし24を設けて回路次数が4の帯域通過ろ波器を構成した場合を例示すると共に、ループ9より成る1個の副結合回路を設けて1対の減衰極を有する有極形帯域通過ろ波器を構成した場合を例示してあるが、回路次数はこれを適宜増減して本発明を実施することができる。

き、副結合回路も適宜複数個設けて複数対の減衰極を有する有極形帯域通過ろ波器を構成してもよい。但し、ループを用いて副結合回路を形成する場合には、2個又はその整数倍の個数の共振器を隔てた共振器相互を副結合し、容量素子を用いて副結合回路を形成する場合には、4個又はその整数倍の個数の共振器を隔てた共振器相互を副結合する必要があるので、所要の副結合回路の数に応じて回路次数を適宜増加する必要がある。又、副結合回路を設けることなく、無極形帯域通過ろ波器を構成する場合でも本発明を実施することができる。

【0008】図2（a）は、本発明帯域通過ろ波器の電界分布を示す要部断面図【図2（b）のB-B断面図、図2（b）は、図2（a）のA-A断面図、図2（c）は、図2（b）に相当する断面図で、図において矢印を付した実線は電界分布を、破線は磁界分布を、それぞれ示し、符号は図1と同様であるが、図2は図1に示した共振素子21ないし24を一列に並べ換えて隔壁312と334の間の部分のみを示したもので、段間結合係数調整素子512ないし534の各軸芯は、結合電界にほぼ平行で、結合磁界にほぼ直角である。図3は、本発明の他の実施例の要部を示す図で、図3（a）、図3（b）及び図3（c）の相互関係（断面関係）、図1との関係、電磁界分布、段間結合係数調整素子の軸芯と結合電界及び結合磁界との関係等は、図2と同様である。本実施例においては、隔壁334に設けた段間結合孔434を図示のように、隔壁334の上縁から下縁に亘る縦方向の比較的細長い孔隙で形成してある。図には示していないが、隔壁312及び323に設ける段間結合孔も434と同様である。図4もまた本発明の他の実施例の要部を示す図で、図4（a）、図4（b）及び図4（c）の相互関係（断面関係）、図1との関係、電磁界分布、段間結合係数調整素子の軸芯と結合電界及び結合磁界との関係等は、図2と同様である。本実施例においては、隔壁334に設けた段間結合孔を図示のように、隔壁334の上縁及び両側縁の一部を輪郭線に含む横方向に細長い孔隙4341、隔壁334の下縁及び両側縁の一部を輪郭線に含む横方向に細長い孔隙4343、孔隙4341と4343の中間に両孔隙と平行に設けた横方向に細長い孔隙4342で形成してある。図には示していないが、隔壁312及び323に設ける段間結合孔も同様である。段間結合孔を図2ないし図4の何れの形状に形成した場合においても、段間結合係数調整素子512ないし534を前進又は後退させて、管内挿入長を変化させることによって、段間容量結合係数を変えることができる。即ち、段間結合係数調整素子512ないし534の各管内挿入長を長くすることによって、結合度が密になる方向に変化する。図2ないし図4に示した段間結合孔を有する本発明帯域通過ろ波器の各試作品について、本発明者が実測した結果、段間結合係数調整素子512ないし534の管内挿入長が最短の場合における段間結合係数に対して、管内挿入長が最大の場合における段間結合係数

をほぼ30%高められることを確かめることができた。尚、図2に示した段間結合孔は、負荷Qの高い共振器を形成する場合に好適で、図3に示した段間結合孔は、中程度の負荷Qの共振器を形成する場合に好適であり、図4に示した段間結合孔は、負荷Qの低い共振器を形成する場合に好適である。

【0009】図5は、図1ないし図4について説明した本発明帯域通過ろ波器の等価回路図で、 T_{80} は入力（又は出力）端子、 M_{01} は入力（又は出力）磁気結合係数、 M_{14} は副磁気結合係数、 R_1 ないし R_4 は共振素子 2_1 ないし 2_4 と共通の外部導体1より成る共振回路、 M_{41} は副磁気結合係数、 C_{12} 、 C_{23} 及び C_{34} は段間結合容量、 M_{45} は出力（又は入力）磁気結合係数、 T_{85} は出力（又は入力）端子である。

$$L_r = 10 \log \frac{(S+1)^2}{4S} \quad (\text{dB})$$

上式から許容リップル L_r を求めると共に、回路次数nを定めて式(2)から素子値 g_1 を求め、式(3)から素子

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}}$$

$k = 2, 3, \dots, n$

式(2)及び式(3)において、

$$\gamma = \sinh \frac{\beta}{2n}$$

$$\beta = \ell_n \left(\coth \frac{L_r}{17.37} \right)$$

$$a_k = \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \frac{k\pi}{n}$$

尚、図6において、 R_L は負荷抵抗で、回路次数nが奇数

$$R_L = 1$$

回路次数nが偶数の場合、

$$R_L = \coth^2 \frac{\beta}{4}$$

式(2)及び式(3)から求めた素子値 g_1 ないし g_n 、帯域通過ろ波器の所要中心周波数 f_0 及び通過帯域幅 B_{wr} から、入出力磁気結合係数 M_{01} 及び M_{45} は式(10)で、段

【0010】図1ないし図5について説明した本発明帯域通過ろ波器の設計に当たっても、基準化低域通過ろ波器の素子値を求め、この値から回路定数を定めて所要の伝送特性を得ること従来の設計手法と同様で、以下、図6に回路図を、図7（横軸は基準化周波数、縦軸は減衰量、 f_C は基準化遮断周波数）に伝送特性の曲線図を、それぞれ示すようなチエビシエフ形基準化低域通過ろ波器の素子値 g_1 ないし g_n を基にして、通過域がチエビシエフ形特性で、減衰域がワグナ形特性を呈する帯域通過ろ波器を設計する場合について説明する。帯域通過ろ波器の設計上許容される通過域内における電圧定在波比(VSWR)をSとすると、通過域内における許容リップル L_r は、次式で表わされる。

【数1】

$$\dots \dots \dots \quad (1)$$

値 g_2 ないし g_n を求める。

【数2】

$$\dots \dots \dots \quad (2)$$

$$\dots \dots \dots \quad (3)$$

【数3】

$$\dots \dots \dots \quad (4)$$

$$\dots \dots \dots \quad (5)$$

$$\dots \dots \dots \quad (6)$$

$$\dots \dots \dots \quad (7)$$

の場合、

$$\dots \dots \dots \quad (8)$$

【数4】

$$\dots \dots \dots \quad (9)$$

間結合係数 $K_{k, k+1}$ ($k = 1, 2, 3, \dots, n-1$) は式(11)で、それぞれ求めることができる。

【数5】

$$M_{01} = M_{45} \div \frac{2}{g_1} \left(\frac{B_{WR}}{f_0} \right)^{1/2}$$

$$K_{k, k+1} = \frac{2}{\sqrt{g_k \cdot g_{k+1}}} \cdot \frac{B_{WR}}{f_0}$$

入出力結合回路の設計製作は、従来の手法と同じであるが、本発明の要旨である段間結合部分については次のようにして形状寸法を定める。まず、回路次数 $n = 2$ で、共振素子間の隔壁に図2ないし図4について説明した段間結合孔（負荷Qの高低に応じて図2ないし図4に示した段間結合孔を選択する）を設けた帯域通過ろ波器を作成し、段間結合孔の寸法を適宜異ならせた際ににおける段間結合係数を、段間結合係数測定器で測定すると共に、段間結合調整素子の管内挿入長を変えて各挿入長毎の段間結合係数を測定するか、最小及び最大管内挿入長における段間結合係数を測定し、式(11)の段間結合係数 $K_{k, k+1}$ の値を十分な余裕をもって満足する段間結合孔の寸法を選出し、回路次数 n が所要の値を有する実際の帯域通過ろ波器の各隔壁に前記のようにして選出した寸法を有する段間結合孔を設け、各段間結合孔に設けた段間

結合係数調整素子の管内挿入長を調整して、各段間の結合係数を所要値に一致させ、各共振回路毎に設けた共振周波数微調整素子の管内挿入長を調整して各共振回路の共振周波数を所要周波数に一致させる。尚、式(11)を用いることなく、段間結合孔の形状寸法、段間結合係数調整素子の長さ等を適当に定め、段間結合係数測定器で測定しながら、所謂カットアンドトライ方式によって段間結合孔の寸法、段間結合係数調整素子の長さ等を定める手法も用いることもできる。

【0011】図1ないし図5について説明した有極形の帯域通過ろ波器の通過域がチェビシェフ特性となるように構成した場合、その伝送特性は、次式で求めることができる。

20 【数6】

$$ATT = 10 \log \left\{ 1 + \frac{(S-1)^2}{4S} Y_n^2(x) \right\} (\text{dB}) \quad \dots \dots \quad (12)$$

ATT : 伝送損失

図1に示したように、本発明帯域通過ろ波器の回路次数

$$Y_n(x) = R_e \left\{ \frac{\Pi_i^{n/2} (\sqrt{1-x^2} + j m_i x)^2}{\Pi_i^{n/2} \left(1 - \frac{x^2}{\rho_i^2} \right)} \right\} \quad \dots \dots \quad (13)$$

次数 n が奇数の場合は、

$$Y_n(x) = I_m \left\{ \frac{(\sqrt{1-x^2} + j x) \Pi_i^{n/2} (\sqrt{1-x^2} + j m_i x)^2}{\Pi_i^{n/2} \left(1 - \frac{x^2}{\rho_i^2} \right)} \right\} \quad \text{【数8】} \quad \dots \dots \quad (14)$$

$$\rho_i^2 = \frac{1}{1 - m_i^2} \quad \dots \dots \quad (15)$$

$$\rho_i = \frac{f_0}{B_{WR}} \left(\frac{f_{-i}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{-i}} \right) \quad \dots \dots \quad (16)$$

$$m_i = \left\{ 1 - \left(\frac{f_{-i}}{f_p} \right) \right\}^{1/2} \quad \dots \dots \quad (17)$$

f_{-i} : 減衰極を生ずる周波数

f_p : 許容電圧定在波比を与えるバンドエッジの周波数上式において R_e は実数部をとるの意、 I_m は虚数部をとるの

意である。図8は、図1ないし図5について説明した本発明有極形帯域通過ろ波器の実測に基づく伝送特性を示す

す図で、横軸は周波数、縦軸は減衰量である。

【0012】図1ないし図5について説明した帯域通過ろ波器を無極形の帯域通過ろ波器に形成し、その通過域

$$ATT = 10 \log \left\{ 1 + \frac{(S-1)^2}{4S} T_n^2(x) \right\} \text{ (dB)} \quad \dots \dots \quad (18)$$

ATT : 伝送損失

$T_n(x)$: チェビシェフの多項式で、

$x < 1$ の場合、

$$T_n(x) = \cos(n \cos^{-1} x)$$

$$x = \frac{f_0}{B_{Wr}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

f_0 : 帯域通過ろ波器の通過域における中心周波数

f : 任意の伝送周波数

B_{Wr} : 帯域通過ろ波器の許容通過周波数帯域幅

S : 通過帯域内における許容電圧定在波比 (VSWR)

【0013】図9は、図1ないし図5について説明した本発明有極形帯域通過ろ波器を用いて構成した分波器 (したがってまた合波器) の一例を示す断面図 [図1

(a) に相当する断面図] で、1は共通の外部導体、21ないし28は共振素子で、図1に示したTE01δモード誘電体共振素子21ないし24と同様の共振素子である。312ないし334、341、356ないし378、385、315及び348は導体板より成る隔壁、412ないし434、456ないし478は段間結合孔で、図2ないし図4について説明した段間結合孔のうちの何れかの段間結合孔より成る。512ないし534、556ないし578は段間結合係数調整素子で、図1に示した段間結合係数調整素子512ないし534と同様の素子である。612ないし634、656ないし678はロックナット、701及び702は入力(又は出力)結合ループ、801及び802は入力(又は出力)端子、75及び79は出力(又は入力)結合ループ、8は共通の出力(又は入力)端子、91及び92は副結合用ループである。共振素子21ないし24の縦続接続回路及び共振素子25ないし28の縦続接続回路によって、それぞれ図1に示したものと同様の有極形帯域通過ろ波器が構成され、共振素子21ないし24の縦続接続回路によって構成される第1の有極形帯域通過ろ波器における通過域の中心周波数と、共振素子25ないし28の縦続接続回路によって構成される第2の有極形帯域通過ろ波器における通過域の中心周波数とを互いに適宜異ならせると共に、第1の有極形帯域通過ろ波器の出力(又は入力)結合ループ75の長さ、即ち、結合ループ75の接地端から共通の出力(又は入力)端子8を形成する同軸接栓における内部導体の延長部分への接続端までの長さを、電気長で、第2の有極形帯域通過ろ波器における通過域の中心周波数に対応する波長の1/4に形成し、第2の有極形帯域通過ろ波器の出力(又は入力)結合ループ79の長さ、即ち、結合ループ79の接地端から共通の出力(又は入力)端子8を形成する同軸接栓

がチエビシェフ特性となるように構成した場合、その伝送特性は、次式で求めることができる。

【数9】

$x > 1$ の場合、

$$T_n(x) = \cosh(n \cosh^{-1} x)$$

x : 基準化周波数で、

10 【数10】

$$\dots \dots \quad (19)$$

における内部導体の延長部分への接続端までの長さを、電気長で、第1の有極形帯域通過ろ波器における通過域の中心周波数に対応する波長の1/4に形成して、両帯域通過ろ波器の伝送信号相互の干渉を防ぐように構成してある。

【0014】図10は、図9に示した分波器の等価回路図で、T801は入力(又は出力)端子、T8は共通の出力(又は入力)端子、T802は入力(又は出力)端子で、端子T801から共通の端子T8に到る回路、及び端子T802から共通の端子T8に到る回路は、それぞれ図5に示した回路と同様の構成で、各通過域における中心周波数が互いに異なる第1及び第2の有極形帯域通過ろ波器である。図9及び図10には、第1及び第2の有極形帯域通過ろ波器の各回路次数を4、各副結合回路数を1に選んであるが、これらの数はこれを任意適宜に選定して差し支えなく、又、第1及び第2の有極形帯域通過ろ波器を無極形に構成してもよい。図11は、図9及び図10に示した分波器の実測に基づく伝送特性を示す図で、横軸は周波数、縦軸は減衰量である。

【0015】

【発明の効果】本発明帯域通過ろ波器においては、段間結合係数調整素子の管内挿入長を変えることによって、段間結合係数を大幅に変化させることができる、即ち、本発明帯域通過ろ波器の試作品について実測した結果によれば、段間結合係数調整素子の管内挿入長を最小にした場合における段間結合係数に対して、段間結合係数調整素子の管内挿入長を最大にした場合における段間結合係数をほぼ30%高めることが可能であるから、隣り合う共振素子の中心間隔をすべて一定に保った場合でも、段間結合係数調整素子の管内挿入長を変えることによって任意所要の電気的特性を得ることができ、したがって、各種の電気的特性を有する帯域通過ろ波器の製作に当たって同一規格の部品を用いることができる。即ち、部品の標準化が可能となる。又、段間結合係数調整素子による調整操作を共通の外部導体の外側から行うことができるから、調整操作が比較的容易で、調整に要する時間も比較的短時間ですむから部品の標準化と相まってコスト

11

を低下させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す図である。

【図2】本発明の一実施例における電磁界分布を示す図である。

【図3】本発明の他の実施例における電磁界分布を示す図である。

【図4】本発明の他の実施例における電磁界分布を示す図である。

【図5】本発明帯域通過ろ波器の等価回路図である。

【図6】本発明帯域通過ろ波器の設計手法を説明するための図である。

【図7】本発明帯域通過ろ波器の設計手法を説明するための図である。

【図8】本発明帯域通過ろ波器の伝送特性を示す図である。

【図9】本発明帯域通過ろ波器より成る分波器を示す図である。

【図10】本発明帯域通過ろ波器より成る分波器の等価回路図である。

【図11】本発明帯域通過ろ波器より成る分波器の伝送特性を示す図である。

【図12】従来の帯域通過ろ波器を示す図である。

【図13】従来の帯域通過ろ波器を示す図である。

【符号の説明】

1 共通の外部導体

12

共振素子

隔壁

隔壁

隔壁

隔壁

隔壁

隔壁

段間結合孔

段間結合孔

段間結合係数調整素子

段間結合係数調整素子

ロックナット

ロックナット

入力(又は出力)結合素子

出力(又は入力)結合素子

入力(又は出力)結合ループ

出力(又は入力)結合ループ

入力(又は出力)端子

出力(又は入力)端子

共通の出力(又は入力)端子

副結合素子

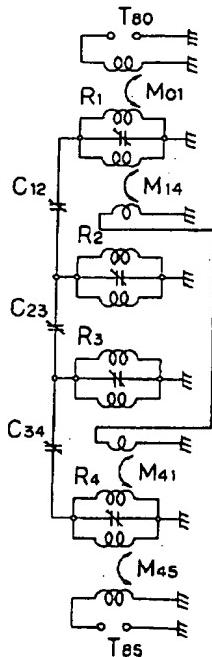
副結合用ループ

隔壁

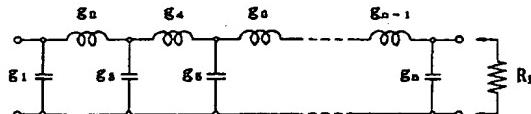
段間結合孔

段間結合孔

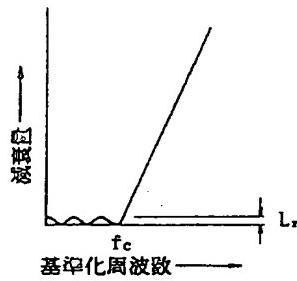
【図5】



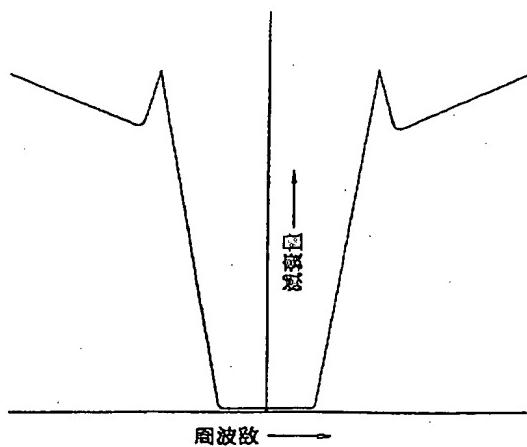
【図6】



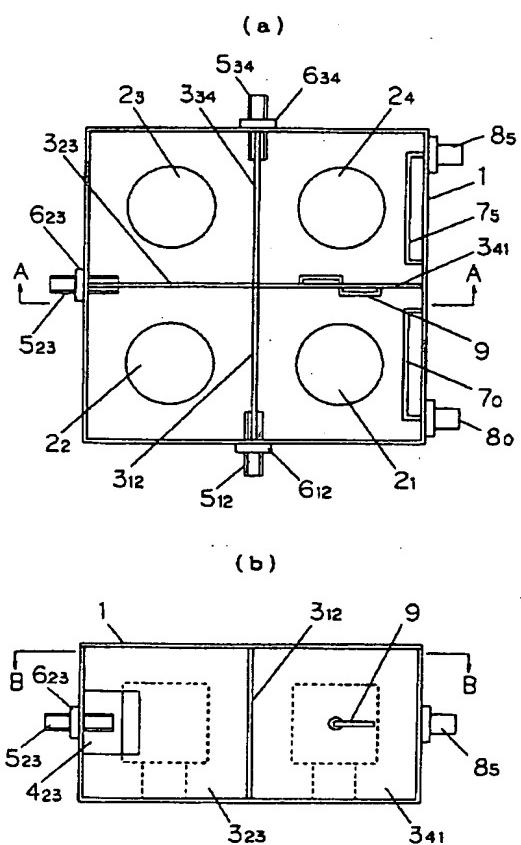
【図7】



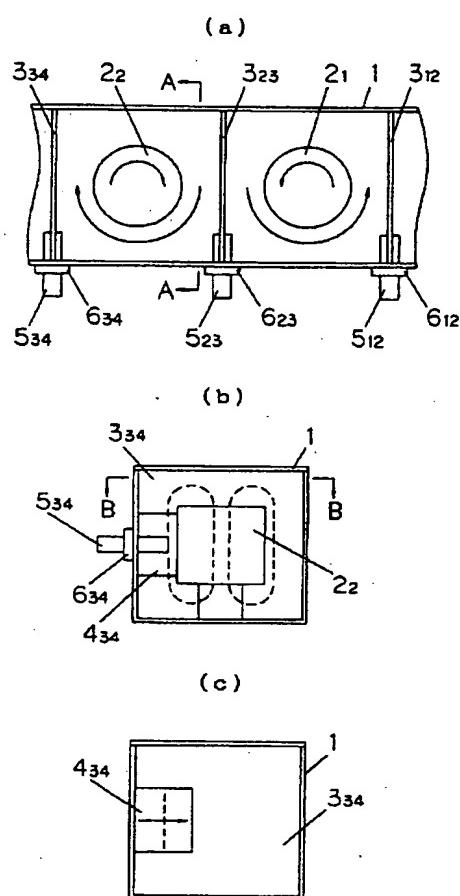
【図8】



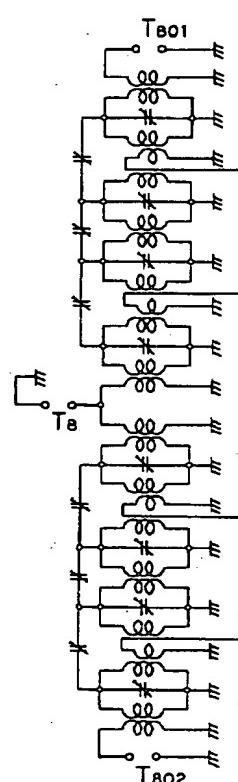
【図1】



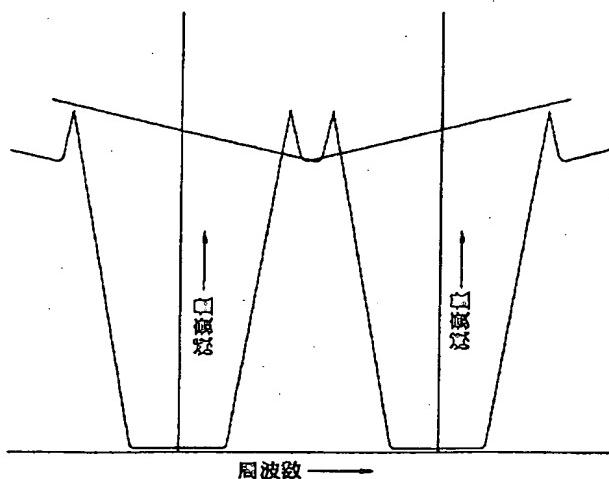
【図2】



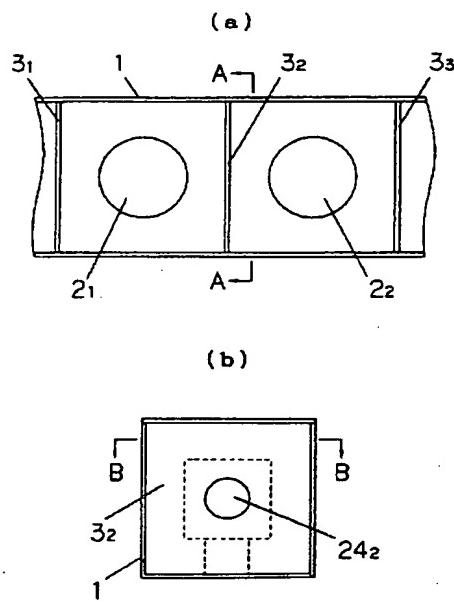
【図10】



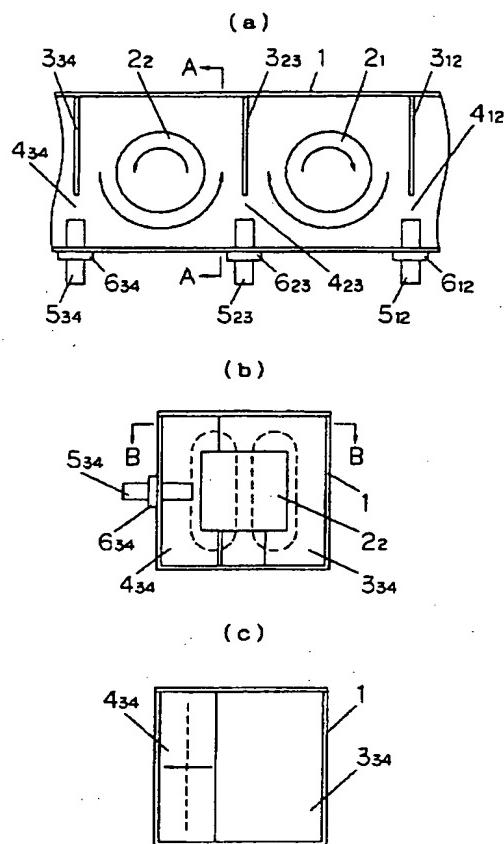
【図11】



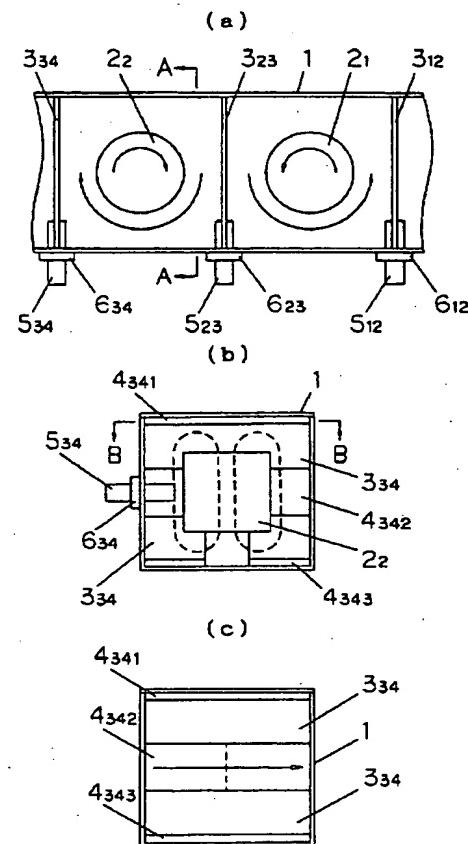
【図12】



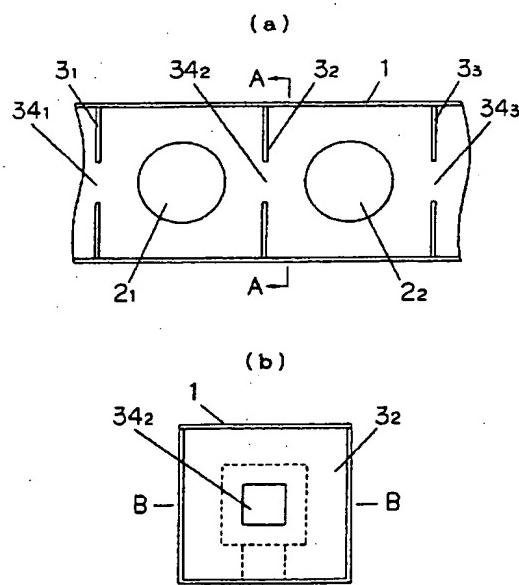
【図3】



【図4】



【図13】



【図9】

